

文章编号:1004-4213(2011)01-0045-5

基于相位调制和光纤双折射光学倍频法

李伟文,刘勇,林伟鹏,董小鹏

(厦门大学 电子工程系,福建 厦门 361005)

摘 要:为实现毫米波信号的光学倍频法产生,利用相位调制器和光纤梳状滤波器,构建了光学倍频系统.其中光纤梳状滤波器由起偏器、双折射光纤和检偏器组成.理论分析表明,在该倍频系统中,通过对梳状滤波器双折射延迟量的选择,可有效地抑制非期望的奇次(偶次)谐波成分;通过对调相指数的优化,可进一步提高期望谐波分量的比例.仿真结果说明,利用该系统可有效地产生 60 GHz 的毫米波信号,并实现 2.5 Gbps 基带信号的传输.理论分析和仿真验证也表明,基于相位调制的光学倍频系统属于谐波倍频,而非扫频倍频.

关键词:光学倍频法;毫米波;相位调制;梳状滤波器;双折射光纤

中图分类号:TN914

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20114001.0045

0 引言

目前 60 GHz 的毫米波信号在高清视频传输、无线多媒体业务、高速无线局域网等领域的应用受到广泛关注和研究.但在电域,毫米波信号产生的技术难度较大,对应器件的造价高昂,信号处理速度也受电子瓶颈的限制.基于此,人们提出了在光域产生、处理毫米波信号的方法^[1-4].光学倍频法(Optical Frequency Multiplication, OFM)即是微波毫米波信号的光子学产生方法之一,它又可分谐波倍频和扫频倍频^[4-6].谐波倍频法利用非线性器件(如调制器)产生的高阶谐波通过拍频产生微波毫米波信号^[4-5];而扫频倍频法则利用扫频光源和梳状周期滤波器实现频率变化到强度变化的转换(FM-IM),产生期望的高频电信号^[6-7].在扫频倍频法中,光纤传输的是频率较低的副载波甚至是基带信号,可以较好地克服光纤色散效应引起的信号损伤,同时也降低了对光调制器的要求^[7-8].

本文按扫频倍频方法,利用相位调制器和基于双折射光纤的梳状滤波器,构建毫米波信号光子学产生系统.由于无需使用毫米波光调制器,降低了系统成本.利用双折射梳状滤波器的正弦形,有效地减少了非期望谐波成分.通过理论分析,确定系统对器件的参量要求,并进行仿真验证.结果表明,该系统虽是基于扫频法构建,但应利用谐波倍频法进行讨论,从而指出传统扫频倍频理论的不足.

1 系统分析

如图 1 是毫米波信号光学倍频产生系统.激光器输出的光载波经过正弦调制的相位调制器,进入由偏振器和保偏光纤构造的双折射梳状滤波器,在高速光电探测器产生电谱信号,然后通过带通滤波器得到期望的毫米波信号.

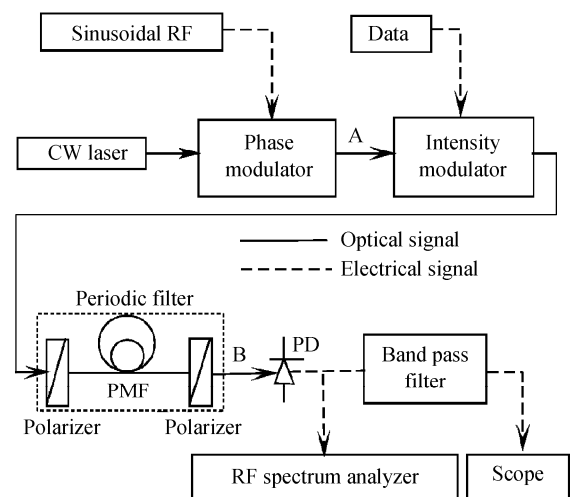


图 1 基于光纤双折射的光学倍频系统

Fig. 1 Schematic diagram of birefringent-based OFM system

设输入光载波电场为 $E_{in}(t) = E_c \exp(j2\pi f_c t)$, 用于相位调制的正弦信号为 $V_{sw}(t) = V_p \sin(2\pi f_{sw} t)$ (V_p 为调制信号振幅), 则调制器输出光场为

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \exp[j\pi V_{sw}(t)/V_\pi] = E_c(t) \exp[j2\pi f_c t + j\beta \sin(2\pi f_{sw} t)] \quad (1)$$

基金项目:国家自然科学基金(No. 61077031)资助

第一作者:李伟文(1972-),男,副教授,博士,主要研究方向为光纤通信器件及系统. Email:wwl@xmu.edu.cn

收稿日期:2010-06-17;修回日期:2010-10-25

式中 V_π 为相位调制器半波电压, β 为调相系数, 有 $\beta = \pi V_p / V_\pi$. 可见经相位调制后输出光波的相位为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_{sw} t = \omega_c t + \beta \sin \omega_{sw} t \quad (2)$$

式中 ω_c 和 ω_{sw} 分别为光载波和正弦调制电信号的角频率.

相位调制光波通过起偏器后, 在保偏光纤中分解为分别沿快轴 (y 轴) 和慢轴 (x 轴) 传播的两个正交分量, 在保偏光纤输出端的光场可表示为

$$\begin{cases} E_x(t) = \cos \theta_1 E_c \exp [j\varphi(t)] \\ E_y(t) = \sin \theta_1 E_c \exp [j\varphi(t - \delta L)] \end{cases} \quad (3)$$

式中 θ_1 为起偏器偏振方向与光纤快轴的夹角; δ 为保偏光纤的差分群时延 (Differential Group Delay, DGD); L 为保偏光纤长度.

设检偏器与光纤快轴的夹角为 θ_2 , 则经检偏器输出的光场可写为

$$E_{out}(t) = E_c \cos \theta_1 \cos \theta_2 \exp [j\varphi(t)] + E_c \sin \theta_1 \sin \theta_2 \exp [j\varphi(t - \delta L)] \quad (4)$$

假设光电探测器的光电响应系数为 $R=1$, 则有光电流

$$i(t) = E_c^2 \left\{ \sin^2 \theta_1 \sin^2 \theta_2 + \cos^2 \theta_1 \cos^2 \theta_2 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_1 \sin 2\theta_2 \cos [\varphi(t) - \varphi(t - \tau)] \right\} \quad (5)$$

式中 $\tau = \delta L$. 为有最大光电流输出, 取 $\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$, 则

$$i(t) = \frac{E_c^2}{2} \{ 1 + \cos [\varphi(t) - \varphi(t - \tau)] \} \quad (6)$$

将式(2)的相位项代入式(6), 并利用第一类 Bessel 函数展开, 可得

$$\begin{aligned} i(t) &\propto 1 + \cos [\omega_c \tau + \beta \sin \omega_{sw} t - \beta \sin (\omega_{sw} t - \omega_{sw} \tau)] \propto 1 + \cos (\omega_c \tau) \cos \left\{ 2\beta \sin \left(\omega_{sw} \frac{\tau}{2} \right) \cdot \right. \\ &\cos \left[\omega_{sw} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \left. - \sin (\omega_c \tau) \sin \left\{ 2\beta \cdot \right. \right. \\ &\sin \left(\omega_{sw} \frac{\tau}{2} \right) \cos \left[\omega_{sw} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \left. \right\} = 1 + \cos (\omega_c \tau) \cdot \\ &J_0 \left[2\beta \sin \left(\omega_{sw} \frac{\tau}{2} \right) \right] + 2 \cos (\omega_c \tau) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \cdot \\ &J_{2n} \left[2\beta \sin \left(\omega_{sw} \frac{\tau}{2} \right) \right] \cos \left[2n \omega_{sw} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] - \\ &2 \sin (\omega_c \tau) \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \left\{ J_{2n-1} \left[2\beta \sin \left(\omega_{sw} \frac{\tau}{2} \right) \right] \cdot \right. \\ &\left. \cos \left[(2n-1) \omega_{sw} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

式中 $J_n(\cdot)$ 表示第一类 n 阶 Bessel 函数.

当取 $\omega_{sw} = (4k+1)\pi$, k 为整数, 式(7)可以写成

$$i(t) \propto 1 + \cos (\omega_c \tau) J_0(2\beta) + 2 \cos (\omega_c \tau) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(2\beta) \cos (2n \cdot 2\pi f_{sw} t) - 2 \sin (\omega_c \tau) \cdot$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(2\beta) \sin [(2n-1) \cdot 2\pi f_{sw} t] \quad (8)$$

由式(8)可以看出, 输出电信号频谱是一系列谐波分量, 相邻分量的频率间隔为 f_{sw} . 其中偶次谐波系数正比于 $\cos(\omega_c \tau) J_{2n}(2\beta)$, 奇次谐波系数正比于 $\sin(\omega_c \tau) J_{2n-1}(2\beta)$.

进一步调整双折射光纤的时延差 τ , 使其同时满足: $\omega_c \tau = 2m\pi$, m 为整数, 则可使偶次谐波分量有最大值, 而奇次谐波得到抑制, 此时输出电信号相邻谐波的频率间隔为 $2f_{sw}$.

还可再调整 β 值, 即相位调制信号振幅, 以提高期望谐波分量幅值, 而尽可能压缩其它偶次谐波. Bessel 函数 $J_{2n}(2\beta)$ 值与阶数 $2n$ 、调相指数 β 的关系见图 2.

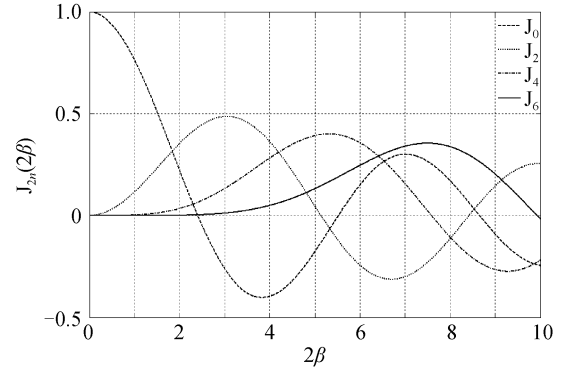


图 2 第一类 Bessel 函数曲线

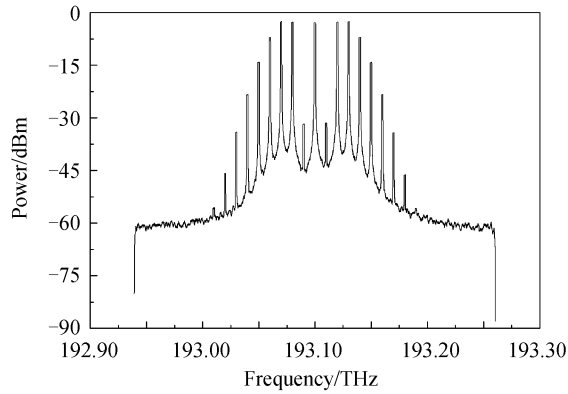
Fig. 2 Graph of the Bessel function

2 仿真实验

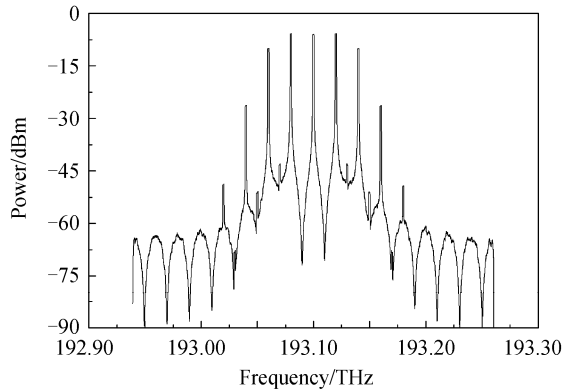
利用 OptiSystem 仿真软件, 按图 1 构建仿真系统. 取光载波中心频率为 193.1 THz, 线宽 10 MHz; 起偏器和检偏器偏振方向与光纤快轴的夹角均为 45° ; 正弦调制频率为 10 GHz. 为实现 6 倍频变换, 可取双折射光纤的时延差为 $\tau = 50.0$ ps.

由于光电探测器响应速率的限制, 可忽略超过 6 阶的谐波信号, 因此 β 值的选取应尽可能地抑制 2 阶和 4 阶谐波. 基于 2 阶谐波较易经带通滤波器滤除, 结合图 2 第一类贝塞尔函数曲线, 取 $\beta = 3.75$, 以较完全地抑制 4 阶谐波. 对应于相位调制器 $V_\pi = 4$ V 的半波电压, 此时调制信号的振幅应为 $V_p = 4.8$ V.

在不考虑基带信号传输的情况, 得图 1 中 A、B 两处光波的频谱如图 3. 由图 3(a) 可见, 利用正弦信号对光波进行相位调制后, 产生一系列 $\pm n$ 阶谐波分量, 其相邻频率间隔为 10 GHz. 而在图 3(b) 中, 各谐波的频率间隔为 20 GHz, 这正是由于 A、B 间自由谱宽 FSR 为 20 GHz 的双折射梳状滤波器, 滤除了奇次谐波.



(a) Optical spectrum of point A



(b) Optical spectrum of point B

图3 图1中A和B位置光波频谱
Fig.3 Optical spectrum of point A and B in Fig. 1

经光电探测器后,各谐波拍频产生微波毫米波电信号,其电谱如图4.可以看出,探测器输出电信号主要包括 20 GHz 和 60 GHz 频率分量,而且 60 GHz 频率分量的功率比 20 GHz 的约高 6 dB,这与前述分析相一致.通过毫米波带通滤波器,得到 60 GHz 毫米波信号,其时域波形如图 5.

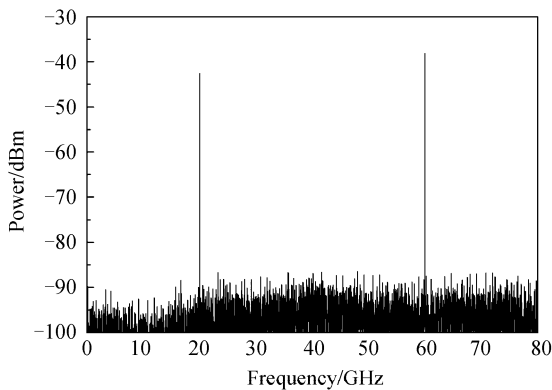


图4 光电探测器输出的电谱特性
Fig.4 Electrical spectrum of the photodiode

若考虑传输基带信号,利用强度调制器对已调相光波加载 2.5 Gbps 的 NRZ 码(伪随机序列为:0101101110).此时光电探测器输出频谱如图 6,可见各谐波电信号都携带了基带信号.经带通滤波后得到的时域波形如图 7.可以看出,基带信号被调制到 60 GHz 毫米波信号的幅度上,实现了 2.5 Gbps

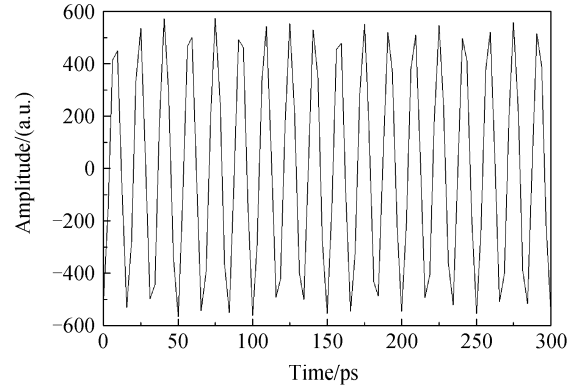


图5 输出 60GHz 毫米波时域波形
Fig.5 Time shape of 60 GHz millimeter wave

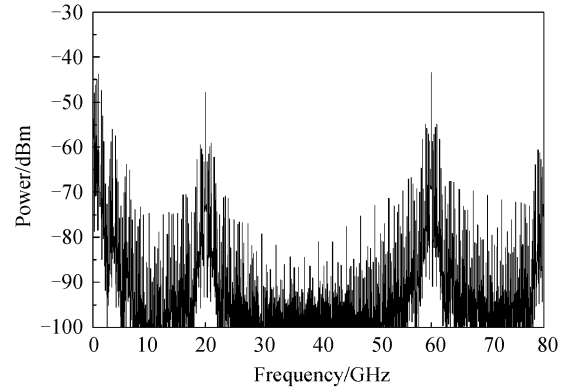


图6 带基带信号光电探测器输出频谱
Fig.6 Electrical spectrum of the photodiode with data signal

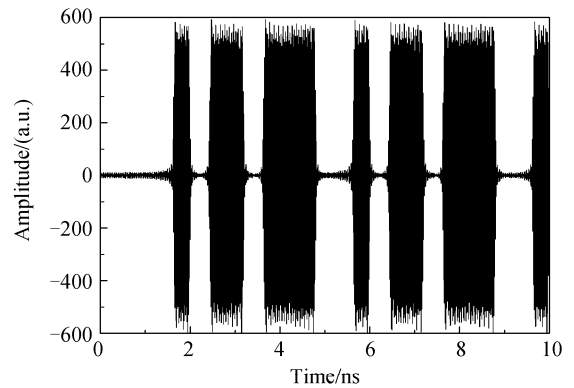


图7 带基带信号 60 GHz 毫米波的时域波形
Fig.7 Time shape of 60 GHz millimeter wave with data signal

基带信号在 60 GHz 毫米波载波的传输.

3 讨论

扫频倍频法是 Ton Koonen 针对移动通信应用而提出的^[9]:基带信号调制到在中心站产生的扫频光载波上,通过光纤传输到配置有光梳状滤波器的终端基站,利用梳状滤波器频率响应的周期特性,将频率变化的扫频光信号转换为强度变化的光信号,通过高速光电探测器得到携带信息的倍频微波信号.扫频光源和梳状光滤波器是扫频倍频系统的基本单元.

目前扫频倍频法中的光梳状滤波器多采用 Fabry-Perot 腔结构,但其传递函数呈非正弦形式,谐波成分较多^[9].对于由起偏器、保偏光纤和检偏器构建的光纤单元结构,当设输入光场为 $E_1(t) = E_c e^{j\omega_c t}$,起偏器检偏器偏振方向与保偏光纤快轴夹角都为 45° 时,输出光场也可写为^[10]

$$E_2(t) = \frac{1}{2} E_c e^{j\omega_c t} (e^{-j\omega_c \tau} + 1) \quad (9)$$

对输入输出光场作傅里叶变换,可得其功率传递函数

$$|H(\omega)|^2 = \left| \frac{E_2(\omega)}{E_1(\omega)} \right|^2 = \frac{1}{2} (1 + \cos \omega \tau) \quad (10)$$

式(10)为正弦形,说明它具有良好的光梳状滤波器功能,其自由频谱宽(Free Spectrum Range, FSR)是双折射光纤时延差 τ 的倒数,为 $\text{FSR} = 1/\tau = 1/(\delta L)$.

按扫频倍频理论^[9],当频率周期变化的扫频光波通过梳状滤波器时,在一个扫频周期内,将扫过梳状滤波器对应传递函数的数个谐振峰.如图 8,当扫

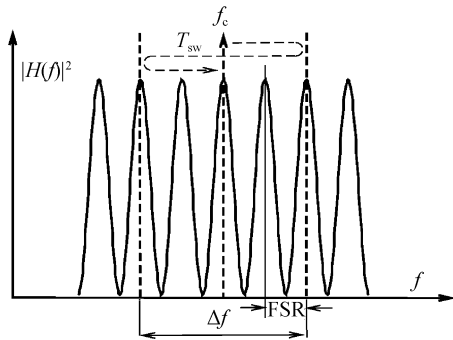


图 8 扫频光学倍频法原理

Fig. 8 Schematic diagram of frequency-swept OFM

频范围 Δf 是滤波器自由频谱宽度 FSR 的 N 倍(即 $N = \Delta f/\text{FSR}$),在一个扫频周期 T_{sw} (对应扫频频率 $f'_{\text{sw}} = 1/T_{\text{sw}}$),输入光波频率的往复变化将使得输出的光强经历 $2N$ 次从波峰到波谷再到波峰的起伏变化,因此最终输出的光强信号将以 $2Nf'_{\text{sw}}$ 的频率变化,经光电探测器输出对应此频率的多倍频微波毫米波信号,即

$$f_{\text{mm}} = 2 \frac{\Delta f}{\text{FSR}} f'_{\text{sw}} \quad (11)$$

扫频光波的产生方法主要有两种,直接调制法和间接调制法.直接调制法利用扫频信号直接对激光器进行调制,以实现激光器输出波长(频率)的周期变化^[9, 11].而间接调制法是通过相位调制器,利用光相位和频率之间的积分关系,得到扫频光源^[6].由于直接调制对激光器要求较高,目前多采用间接调制法.

对于间接调制,由正弦相位调制的输出光波相

位关系式(2)作时间求导并除以 2π ,可得其频率为

$$f(t) = f_c + \beta f_{\text{sw}} \cos(2\pi f_{\text{sw}} t) \quad (12)$$

因此相位调制输出光波的频率变化范围(扫频范围)为

$$\Delta f = (f_c + \beta f_{\text{sw}}) - (f_c - \beta f_{\text{sw}}) = 2\beta f_{\text{sw}} \quad (13)$$

根据扫频理论式(11),结合式(13)和保偏光纤梳状滤波器的自由谱宽(按 $k=0$ 取双折射时延差 τ),可得

$$f_{\text{mm}} = 2 \frac{\Delta f}{\text{FSR}} f'_{\text{sw}} = 2 \frac{2\beta f_{\text{sw}}}{1/\tau} f'_{\text{sw}} = 2\beta(2f_{\text{sw}}\tau) f'_{\text{sw}} = 2\beta f'_{\text{sw}} \quad (14)$$

式中, f'_{sw} 实际上是输出光波频率的变化速率.

对于正弦相位调制输出的光波,其频率变化速率可由式(12)对时间求导得出

$$f'_{\text{sw}} = \frac{d(f_c + \beta f_{\text{sw}} \cos 2\pi f_{\text{sw}} t)}{dt} = -2\pi\beta f_{\text{sw}}^2 \sin(2\pi f_{\text{sw}} t) \quad (15)$$

由式(15)代入式(14)可知,如按扫频理论,基于正弦相位调制产生的电信号并不具有单频特性.可见,即使直接扫频光源,当频率以正弦规律变化时也无法产生单频微波毫米波信号.因正弦变化光频率通过梳状滤波器时,其通过时间是不等间隔的,所以转换为光强变化的速度也不固定,当然电信号也就不具有单频特性.实际上,正弦相位调制信号是单频信号,调制结果将产生各阶谐波,因此,基于相位调制光学倍乘法,应采用谐波倍乘法分析,而不能使用扫频倍乘理论.

只有光源频率按线性变化: $f(t) = f_c + f_{\text{sw}} t$,才能按式(11)产生期望的微波信号.而目前较多文献指出,可采用的扫频光载波频率变化类型可有:正弦波扫频光波,三角波扫频光波,锯齿波扫频光波等^[9].由上分析可知,只有三角扫频或锯齿扫频源才能产生稳定的微波信号.由于锯齿波存在扫频跳变,可能产生新的谐波,因此在扫频倍频法中,应采用三角扫频波形式.

4 结论

利用相位调制和双折射光纤梳状滤波器构建的光学倍频系统,通过单频正弦调制,可实现 60 GHz 毫米波信号的光子学方法产生,但它属于谐波倍频,而非扫频倍频.通过对梳状滤波双折射延迟时的选择,可成倍地抑制非期望谐波成分;而对调相指数的优化,可进一步提高期望谐波分量的比例.

参考文献

- [1] LIU Peng, ZHAO Ling-ling. LO signal distribution system based on DSB-CS modulation [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, 39(4): 622-625.

- 刘鹏,赵玲玲. 双边带载波抑制调制载波信号馈送系统的研究[J]. 光子学报, 2010, **39**(4): 622-625.
- [2] LI Guang, HUANG Xu-guang. Achieving ultra high frequency RoF communication based on restraining zero rank central band with EO-FM modulation [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2008, **37**(10): 1966-1968.
李广,黄旭光. 利用电光 FM 调制抑制零级中心频带—实现超高频 Radio over Fiber 通信[J]. 光子学报, 2008, **37**(10): 1966-1968.
- [3] GENG Dan, YANG Dong-xiao, ZHANG Xian-min, *et al.* Carrier-suppression filter based on stimulated Brillouin scattering in photonic crystal fiber[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2008, **37**(9): 1833-1836.
耿丹,杨冬晓,章献民,等. 基于光子晶体光纤中受激布里渊散射的光载波抑制[J]. 光子学报, 2008, **37**(9): 1833-1836.
- [4] HU Shan-mei, CHEN Lin. A radio over fiber system with frequency sextuple optical millimeter-wave generation carrying OFDM signal utilizing phase modulator[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, **39**(4): 699-703.
胡善梅,陈林. 基于相位调制器产生六倍频光毫米波的 OFDM 信号光传输系统研究[J]. 光子学报, 2010, **39**(4): 699-703.
- [5] ZHANG Ming, YU Jian-guo, CAO Zi-zheng, *et al.* Radio-over-fiber system with 56 GHz optical millimeter-wave generation using an optical phase modulator based on frequency-doubling technology [J]. *Journal of Optoelectronics • Laser*, 2010, **21**(4): 547-550.
张明,余建国,曹子峥,等. 基于相位调制器倍频技术产生 56GHz 毫米波的光载无线通信系统[J]. 光电子·激光, 2010, **21**(4): 547-550.
- [6] LARRODÉ M G, KOONEN A M J, OLMOS J J V. Fiber-based broadband wireless access employing optical frequency multiplication [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2006, **12**(4): 875-881.
- [7] KOONE T, NG'OMA A, SMULDERS P, *et al.* In-house network using multimode polymer optical fiber for broadband wireless services[J]. *Photonics Network Communications*, 2003, **5**(2): 177-187.
- [8] LARRODÉ M G, KOONEN A M J. Theoretical and experimental demonstration of OFM robustness against modal dispersion impairments in radio over multimode fiber links[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, **26**(12): 1722-1728.
- [9] KOONEN T, NG'OMA A, BOOM H P A, *et al.* Carrying microwave signals in a GIPOF-based wireless LAN[C]. *Proc the 10th International Plastic Optical Fibres Conference*, Amsterdam, Sept. 27-30, 2001: 217-223.
- [10] YU Xian-bin, ZHANG Xian-min, CHEN Kang-sheng. Generation of microwave pulses using dispersion in high-birefringence fiber[J]. *Journal of Microwaves*, 2004, **20**(4): 57-59.
余显斌,章献民,陈抗生. 利用高双折射光纤的色散效应产生微波脉冲[J]. 微波学报, 2004, **20**(4): 57-59.
- [11] NG'OMA A, TAFUR-MONROY I, OLMOS J J V, *et al.* Frequency up-conversion in multimode fiber-fed broadband wireless networks by using agile tunable laser source [J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2004, **41**(1): 28-30.

Optical Frequency Multiplication of Phase Modulator and Birefringent Fiber

LI Wei-wen, LIU Yong, LIN Wei-peng, DONG Xiao-peng

(Department of Electronic Engineering, Xiamen University, Xiamen, Fujian 361005, China)

Abstract: To generate millimeter-wave signal using optical method, a optical frequency multiplication (OFM) system was constructed with a phase modulator and a fiber periodic filter. The periodic filter was made of two polarizers and a segment of birefringent fiber. The theoretical analysis shows that in this system the unexpected odd/even harmonic components can be suppressed effectively by adjusting the birefringent fiber delay. Furthermore, the desired electrical harmonics can be given prominence to the others by optimizing the phase modulation index. The simulation results demonstrate that the 60 GHz millimeter-wave signal can be effectively generated, and 2.5 Gbps NRZ signals can be correctly transmitted in this OFM system. The theoretical and simulation results also indicate that the OFM system based on the sinusoidal-signal phase modulation should be analyzed using the harmonious optical sidebands, instead of the sweeping frequency theory.

Key words: Optical frequency multiplication; Millimeter wave; Phase modulation; Periodic filter; Birefringent fiber